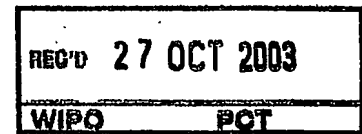


# BUNDESREPUBLIK DEUTSCHLAND

## PRIORITY DOCUMENT

SUBMITTED OR TRANSMITTED IN  
COMPLIANCE WITH RULE 17.1(a) OR (b)



### Prioritätsbescheinigung über die Einreichung einer Patentanmeldung

**Aktenzeichen:**

102 50 555.1

**Anmeldetag:**

30. Oktober 2002

**Anmelder/Inhaber:**

Philips Intellectual Property & Standards GmbH,  
Hamburg/DE

vormals: Philips Intellectual Property GmbH

**Bezeichnung:**

Verfahren zur Ermittlung von Filterkoeffizienten eines  
digitalen Filters und digitales Filter

**IPC:**

H 03 H 17/02

Die angehefteten Stücke sind eine richtige und genaue Wiedergabe der ur-  
sprünglichen Unterlagen dieser Patentanmeldung.

München, den 9. September 2003  
Deutsches Patent- und Markenamt  
Der Präsident  
Im Auftrag

Sten-ohus



## BESCHREIBUNG

Verfahren zur Ermittlung von Filterkoeffizienten eines digitalen Filters und digitales Filter

Die Erfindung betrifft ein Verfahren zur Modifikation von Filterkoeffizienten für ein  
5 digitales Filter, insbesondere für UMTS (Universal Mobile Telecommunication System), wobei in einem Filterentwurfsprogramm die Filterkoeffizienten vorermittelt und modifiziert werden. Weiterhin betrifft die Erfindung ein derartiges digitales Filter.

Digitale Filter werden beispielsweise als Pulse-Shaping-Filter und Matched-Filter im  
10 UMTS-Standard verwendet (3GPP, TS 25.201: UE Radio transmission and Reception (FDD), V3.2.0) und (3GPP, TS 25 213: Spreading and modulation (FDD), V3.0.0). Solche Filter erfordern wegen der zu verarbeitenden Zahl an Filterkoeffizienten und der großen Signalbandbreite einen hohen Rechenaufwand. Sie lassen sich deshalb kaum durch einen Signalprozessor implementieren, der Teil desjenigen Geräts ist, das die  
15 Filterfunktion aufweist. Eine deshalb nötige Hardware-Implementierung mit eigenen Bauteilen (Chips) für die Filter führt zu einem hohen Flächenbedarf im Gerät und zu einem erhöhten Energiebedarf. Beides steht einer kompakten Bauweise des Geräts entgegen.

20 In der US-PS 6 311 203 ist ein digitales Filter beschrieben, in dem mit zwei Faktoren multipliziert wird, um die Berechnung der Filterkoeffizienten zu vereinfachen. Eine Vorauswahl einfach auswertbarer Filterkoeffizienten ist nicht vorgesehen.

In der US-PS 5 732 004 werden einzelnen Filterkoeffizienten Skalierungsfaktoren  
25 zugeordnet. Ein gemeinsamer Skalierungsfaktor für alle Filterkoeffizienten ist nicht vorgesehen.

Aus der WO 01/22 582 A1 ist ein Fliesskomma-FIR-Filter bekannt. Ein gemeinsamer Skalierungsfaktor ist nicht vorgesehen.

5 Aufgabe der Erfindung ist es, ein Verfahren und ein Filter der eingangs genannten Art vorzuschlagen, wobei ohne entscheidende Verschlechterung der Filtereigenschaften und der Verarbeitungsgeschwindigkeit eine Realisierung des Filters mit kleiner Chipfläche und geringem Stromverbrauch erreicht wird.

10 Obige Aufgabe ist hinsichtlich des Verfahrens durch die Merkmale des Anspruchs 1 und hinsichtlich des Filters durch die Merkmale des Anspruchs 4 gelöst.

15 Dabei werden die zuvor in einem Filterentwurfsprogramm ermittelten, idealen Filterkoeffizienten so quantisiert und skaliert, dass sie mit Addierern einfach verarbeitet werden können und aufwändige Multiplizierer vermieden sind. Die durch Quantisierung und Skalierung vereinfachten Filterkoeffizienten werden nicht im betreffenden, die Filterfunktion aufweisenden Gerät ermittelt. Sie werden in einem erweiterten Filterentwurfsprogramm aus den idealen Filterkoeffizienten ermittelt und danach in dem Gerät implementiert.

20 Die quantisierten und skalierten Filterkoeffizienten vereinfachen die numerische Komplexität der Berechnung des gefilterten Signals. Dies erlaubt es, die Filterfunktion mit einem geringen Flächen- bzw. Raumbedarf im Gerät und mit einem geringen Energieverbrauch zu realisieren. Das Filter kann ein Uplink und/oder Downlink, Root-Raised-Cosine-Filter des UMTS mit Festkomma-Arithmetik sein. Die beschriebenen Maßnahmen können jedoch auch bei anderen nichtrekursiven, mit Festkomma-Arithmetik arbeitenden Filtern zum Einsatz kommen.

Vorteilhafte Ausgestaltungen der Erfindung ergeben sich aus den Unteransprüchen und der folgenden Beschreibung. In der Zeichnung zeigen:

Figur 1 ein FIR-Filter nach dem Stand der Technik,

Figur 2 eine verbesserte Filtergestaltung mit Addierstufen für die Filterkoeffizienten,

5 Figur 3 eine der Addierstufen mit drei Addierern,

Figur 4 alternativ eine Addierstufe mit einem Addierer,

Figur 5 alternativ eine Addierstufe mit wählbaren Filterkoeffizienten,

10

Figur 6 ein Flussdiagramm der Ermittlung der Filterkoeffizienten,

Figur 7 ein Rechenschema für die Multiplikation mit Filterkoeffizienten nach dem  
Stand der Technik,

15

Figur 8 ein Rechenschema für die Multiplikation mit einem quantisierten  
Filterkoeffizienten,

Figur 9 den Betragsfrequenzgang bei der Auswertung von 4 "1"-bit pro Koeffizienten,

20

Figur 10 den Betragsfrequenzgang bei einer Auswertung von 3 "1"-bit pro  
Koeffizienten,

Figur 11 den Betragsfrequenzgang bei der Auswertung von 2 "1"-bit pro Koeffizienten,

25

Figur 12 den Quantisierungsfehler bei Skalierungsfaktoren zwischen 1,5 und 2,3 und

Figur 13 einen Multiplizierer für die Multiplikation mit Zweierpotenzen.

30

Bei Filtern nach dem Stand der Technik (Fig.1) wird ein Eingangssignal  $X$  mit Filterkoeffizienten  $b_{N-1}$  bis  $b_0$  mit mehreren Multiplizierern 1 multipliziert. Die Filterkoeffizienten sind mittels eines dem gewünschten Filtertyp entsprechenden Filterentwurfsprogramm vorermittelt. Die sich ergebenden Teilsignale  $Y_{N-1}$  bis  $Y_0$  werden zeitverzögert ( $z^{-1}$ ) mittels Addierern 2 summiert, wobei die Summe das gefilterte Ausgangssignal  $V$  ergibt. Der ideale Frequenzgang ist in den Figuren 9 bis 12 für ein Root-Raised-Cosine-Filter gestrichelt dargestellt. Die Figur 7 zeigt ein Beispiel für eine Multiplikation nach dem Stand der Technik, wobei angenommen ist, dass der Signalwert dezimal 217, also binär 11011001 und der Filterkoeffizient dezimal 0,716796875, binär also 0.101101111 ist. Für einen beliebigen Koeffizienten mit neun binären Nachkommastellen sind ersichtlich acht Rechenschritte nötig. Dies führt zu einer hohen Komplexität des Filters.

Im beschriebenen Filter werden durch Skalierung und Quantisierung vereinfachte Filterkoeffizienten verwendet, die sich einfacher verarbeiten lassen. Das Flussdiagramm der Figur 6 zeigt schematisch, wie aus den vorermittelten Filterkoeffizienten  $b_v$  neue Filterkoeffizienten  $\beta_v$  gebildet werden. Dies erfolgt vor der Implementierung der Filterkoeffizienten in das Filter.

Nachdem zunächst durch einen Standard-Filterentwurf die filtertypischen Filterkoeffizienten  $b_v$  ermittelt sind, werden diese mit einem für alle Filterkoeffizienten gleichen Skalierungsfaktor  $s$  dividiert. Es ergeben sich daraus die skalierten Filterkoeffizienten

$$\beta_v = b_v/s.$$

Danach erfolgt eine Quantisierung der skalierten Filterkoeffizienten. Bei der Quantisierung wird die Anzahl  $n$  der nach dem most significant bit (MSB) auftretenden "1"-bits auf eine bestimmte maximale Anzahl  $n$  beschränkt, wobei  $n$  in den beschriebenen Beispielsfällen 4,3 oder 2 ist. Die Anzahl  $n$  kann je nach dem vorgesehenen Koeffizienten bei jeder Addierstufe unterschiedlich sein. Dem liegt die Erkenntnis zugrunde,

dass eine Multiplikation eines Signalwertes mit einem Filterkoeffizienten mit wenigen "1"-bits weniger Additionsoperationen benötigt als eine Multiplikation mit einem beliebigen Filterkoeffizienten gleicher effektiver Wortlänge.

- 5 Durch die Quantisierung entstehen zwangsläufig Verzerrungen des gefilterten Signals. Dieser Quantisierungsfehler soll möglichst klein sein.

Nach der Quantisierung wird der jeweilige Quantisierungsfehler:

$$E(s) = \sum b_v - s \cdot x \beta_v^2$$

- 10 ermittelt (vgl. Fig.6) und gespeichert. Danach wird der Skalierungsfaktor  $s$ , der zunächst beispielsweise 1.0 war, um einen Schritt ( $s_{\text{step}}$ ) erhöht und es wird erneut der mit diesem Skalierungsfaktor auftretende Quantisierungsfehler ermittelt und gespeichert. Wenn dann der schrittweise erhöhte Skalierungsfaktor größer als 2.0 ist, wird verglichen, welcher Skalierungsfaktor  $s_0$  zum minimalen Quantisierungsfehler führt. Dieser Skalierungsfaktor  $s_0$  wird dann für die endgültige Festlegung der durch Skalierung und
- 15 Quantisierung ermittelten Filterkoeffizienten  $\beta_v$  verwendet, wobei
- $$\beta_v = Q(b_v/s_0)$$
- ist. Dabei beschreibt  $Q$  die Quantisierung.

- 20 Die Division des originalen Filterkoeffizienten durch den gemeinsamen Wert  $s_0$  wird am Ausgang des Filters durch Multiplikation mit dem gemeinsamen Skalierungsfaktor  $s_0$  ausgeglichen.

- 25 Die folgende Tabelle zeigt Ablaufstufen des Quantisierungsalgorithmusses anhand eines numerischen Beispiels:

Stufe	Binär	Dezimal	Quantisierungsfehler
Originalwert	0.101101111	0.716796875	-
Schritt 1:4 "1"-bits	0.101101	0.703125	0.013671875
Nächstes Bit betrachten	0.1011011	0.7109375	0.005859375
Aufrunden beim vierten "1"-bit	0.101110	0.71875	-0.00195125

Bei der Tabelle ist angenommen, dass die Anzahl  $n$  der nach dem most significant bit zugelassenen "1"-bits  $n = 4$  ist

Wie aus der Tabelle ersichtlich, hat der binäre Originalwert sieben "1"-bits.

- 5 Entsprechend der Vorgabe wird im Schritt 1 der binäre Wert auf vier "1"-bits nach dem most significant bit, hier "0", begrenzt. Dies entspricht einem Dezimalwert von 0.703125, was gegenüber dem dezimalen Originalwert einen Quantisierungsfehler von 0.013671875 bedeutet.
- 10 In einem zweiten Schritt wird das nächste, dem letzten "1"-bit des Schrittes 1 folgende Bit betrachtet, das im Beispielsfall wiederum ein "1"-bit ist. Da dieses Bit ein "1"-bit ist, wird nun in einem weiteren Schritt eine Aufrundung vorgenommen, wodurch der Binärwert 0.1011110 entsteht. Dieser entspricht einem Dezimalwert von 0.71875, was im Vergleich zum dezimalen Originalwert - unabhängig von dem verwendeten
- 15 Skalierungsfaktor - einen Quantisierungsfehler von -0.00195125 bedeutet. Durch die Aufrundung ist der Quantisierungsfehler also beträchtlich erniedrigt.

Figur 8 stellt im Vergleich zu Figur 7 das Rechenschema dar, bei dem "217" mit dem genannten quantisierten und skalierten Filterfaktor dezimal: 0.71875 bzw. binär:

- 20 0.101110 verarbeitet wird. Der Filterfaktor lässt sich aufgrund des verwendeten Quantisierungsschemas eindeutig durch die (maximal  $n$ ) Positionen aller auf "1" gesetzten Bits beschreiben, in diesem Fall also durch die Positionen  $i_0$ ,  $k_0$ ,  $l_0$  und  $m_0$  mit den Werten 1, 3, 4 und 5. Diese Verarbeitung erfordert nur vier Schritte  $i_0, k_0, l_0, m_0$ . Jede Multiplikation mit "1" entspricht einer Verschiebung des Eingangssignals, hier dezimal:
- 25 217, binär: 11011001. Dementsprechend ist  $i_0$  eine Verschiebung um eine Stelle,  $k_0$  eine Verschiebung um drei Stellen,  $l_0$  eine Verschiebung um vier Stellen,  $m_0$  eine Verschiebung um fünf Stellen. Solche Verschiebungen sind mit kleinem Aufwand zu realisieren, da hierfür nur Datenleitungen passend verbunden werden müssen, wie durch Figur 13 für eine Verschiebung um eine Stelle gezeigt ist.

Infolge der beschriebenen Quantisierung kann der optimale Skalierungsfaktor  $s_0$  in einem begrenzten Intervall gesucht werden, beispielsweise im Intervall von 1 bis 2 oder im Intervall von  $1/2 \sqrt{2}$  bis  $\sqrt{2}$ .

- 5 Die genannten Filterkoeffizienten  $\beta_v$  erlauben einen vereinfachten Filteraufbau bzw. eine vereinfachte Implementierung des Filters, da Multiplizierer durch Addierer ersetzt werden.

- 10 Figur 2 zeigt den Aufbau des Filters schematisch. Die Multiplizierer 1 der Figur 1 sind durch Addierstufen ADD3 ersetzt, in denen die skalierten und quantisierten Filterkoeffizienten  $\beta_v$  bzw.  $\beta_{N-1}$  bis  $\beta_0$  verarbeitet werden. In einer Endstufe 4, die als Multiplizierer ausgebildet sein kann, wird mit einem zum Skalierungsfaktor der Filterkoeffizienten  $1/s_0$  reziproken Faktor  $s_0$  das Summensignal verarbeitet, um den Skalierungsfaktor in seiner Auswirkung auf das Ausgangssignal  $V$  zu beseitigen. Die
- 15 Endstufe 4 kann entfallen, wenn der Absolutwert keine ausschlaggebende Rolle spielt.

- Figur 3 zeigt eine der Addierstufen ADD3 für den Filterkoeffizienten  $b_{N-1}$ . Figur 3 betrifft den Fall, dass die genannte Anzahl  $n=4$ , also die Filterkoeffizienten auf vier "1"-bits pro Koeffizienten beschränkt sind. Entsprechend sind vier Multiplizierer 5;6,7,8
- 20 vorgesehen, die auf die Multiplikation mit Zweierpotenzen, nämlich  $-i_{N-1}$ ,  $-k_{N-1}$ ,  $-l_{N-1}$ ,  $-m_{N-1}$  entsprechend dem jeweiligen Filterkoeffizienten ausgelegt sind, wobei diese Potenzen dem Beispielsfall  $i_0$ ,  $k_0$ ,  $l_0$ ,  $m_0$  der Figur 8 entsprechen.

- Das Ergebnis der Multiplizierer 5 und 6 wird in einem Addierer 9 addiert. Das Ergebnis
- 25 der Multiplizierer 7 und 8 wird in einem Addierer 11 addiert. Die Ergebnisse beider Addierer werden in einem weiteren Addierer 10 zu einem Zwischensignal  $Y_{N-1}$  summiert. Die Anzahl der Addierer 9,10,11 ist hier und in den anderen Ausführungsbeispielen  $n-1$ . Wenn  $n = 1$  ist somit nur ein Multiplizierer und kein Addierer nötig.



Beim Ausführungsbeispiel nach Figur 4 ist davon ausgegangen, dass  $n=2$ , also die Filterkoeffizienten auf zwei "1"-bits begrenzt sind. Dementsprechend sind nur zwei Multiplizierer 5,6 und ein Addierer 10 nötig.

- 5 Beim Ausführungsbeispiel nach Figur 5 weist die Addierstufe 3 einen programmierbaren Selektor 12 auf. Durch den programmierbaren Aufbau muss die Ermittlung der Filterkoeffizienten nicht zwangsweise vor der Implementierung des Filters erfolgen. Vielmehr kann mit den Selektoren ein allgemeines programmierbares Filter implementiert werden, dessen Filterkoeffizienten jeweils maximal  $n$  "1"-bits aufweisen. Es ist hier
- 10 wieder davon ausgegangen, dass  $n=4$  ist (vgl. Fig. 8), also drei Addierer 9,10,11 nötig sind. Mittels des programmierbaren Selektors 12 werden dessen Ausgänge  $X_i$ ,  $X_k$ ,  $X_l$ ,  $X_m$  entsprechend selektiert. Der Wertebereich der Eingänge  $i$ ,  $k$ ,  $l$  und  $m$  liegt zwischen 0 und  $M-1$  und legt jeweils einen der Eingänge  $X_0 \dots X_{M-1}$  auf einen der Ausgänge. Der Ausgang  $X_i$  wird bestimmt durch  $i$ ,  $X_m$  wird bestimmt durch  $m$ , usw. Beispielsweise
- 15 selektiert eine Programmierung der Eingänge mit  $i=1$ ,  $k=3$ ,  $l=4$  und  $m=5$  die Ausgänge zu  $X_i=X_1$ ,  $X_k=X_3$ ,  $X_l=X_4$  und  $X_m=X_5$ .  $M$  ist im Beispielsfall 8 (vgl. Fig. 7, Fig. 8).

- Figur 13 zeigt einen der mit Zweierpotenzen multiplizierenden Multiplizierer 5,6,7,8. Dieser ist durch einfache Verbindung der Datenleitungen zwischen dem 8-bit-Eingang
- 20 und dem 8-bit-Ausgang gebildet. Die Figur 13 zeigt die Verbindung für den Fall der Verschiebung um eine Stelle. In den anderen genannten Fällen wird eine entsprechend andere Verbindung gewählt.

- In Figur 8 ist der Betragsfrequenzgang, der sich bei einem Filter mit in obiger Weise
- 25 gewählten Filterkoeffizienten mit durchgezogenen Linien ergibt, dargestellt, wobei  $n=4$  ist. Der Vergleich der durchgezogenen Linie mit der gestrichelten Linie zeigt, dass durch die genannte Auswahl der Filterkoeffizienten keine wesentliche Abweichung besteht.

In Figur 10 ist der Betragsfrequenzgang mit Filterkoeffizienten mit  $n=3$  mit durchgezogenen Linien dargestellt. Der Vergleich zeigt, dass etwa ab 4 MHz geringfügige Abweichungen bestehen. Entsprechend ist in Figur 11 der Betragsfrequenzgang für Filterkoeffizienten mit  $n=2$  dargestellt. Auch hier liegen erst ab etwa 3,5 MHz gewisse Abweichungen vor.

Figur 12 zeigt den Verlauf des oben beschriebenen Quantisierungsfehlers  $E(s)$  bei Skalierungsfaktoren im Bereich von 1,6 bis 2,1. Der Quantisierungsfehler hat etwa bei 1,97 ein Minimum. Dieser Wert wird dementsprechend als Skalierungsfaktor  $s_0$  verwendet.

Bei allen Ausführungsbeispielen ist durch die Quantisierung und die Optimierung des Skalierungsfaktors erreicht, dass anstelle von aufwändigen Multiplizierern (Fig. 1) einfachere Addierstufen 3 verwendet werden können, was den Chipflächenbedarf der Hardware reduziert. Die Multiplizierer 5 bis 8 der Addierstufe 3 sind im Gegensatz zu den Multiplizierern der Figur 1 wesentlich einfacher zu realisieren. Da weniger arithmetische Operationen als beim Stand der Technik auszuführen sind, verringert sich der Stromverbrauch. Die Verzerrungen des Signals sind gering und hängen von der Wahl der Anzahl  $n$  ab. Die Verarbeitungsgeschwindigkeit wird erhöht, wenn die Additionen in allen Addierstufen 3 gleichzeitig und mit gleich viel Addierern durchgeführt werden.

Bei Anwendung der vorgeschlagenen Quantisierung bei einem UMTS-Root-Raised-Cosine-Filter ist es möglich, bei einem Filter mit symmetrischen Koeffizienten der Länge 32 die 16 12-bit-Multiplizierer 1 durch 16 12-bit-Addierstufen 3 zu ersetzen.

PATENTANSPRÜCHE

1. Verfahren zur Ermittlung von Filterkoeffizienten für ein digitales Filter,  
insbesondere für das UMTS (Universal Mobile Telecommunication System), wobei  
in einem Filterentwurfsprogramm die Filterkoeffizienten vorermittelt werden,  
dadurch gekennzeichnet,  
5      dass die vorermittelten Filterkoeffizienten ( $b_v$ ) mit einem gleichen Skalierungsfaktor  
      ( $s$ ) dividiert werden,  
      dass die skalierten Filterkoeffizienten ( $\beta_v$ ) dadurch quantisiert werden,  
      dass vom most significant Bit gezählt nur eine bestimmte maximale Anzahl ( $n$ ) von  
      "1"-Bits verwendet wird und  
10     dass der sich durch die Quantisierung ergebende Fehler des quantisierten  
      Filterkoeffizienten gegenüber dem vorbestimmten Filterkoeffizienten ermittelt wird  
      und durch wiederholte Änderung des Skalierungsfaktors ( $s$ ) derjenige  
      Skalierungsfaktor ( $s_0$ ) festgestellt wird, bei dem der Fehler durch die Quantisierung  
      minimal ist, und  
15     dass die minimalen Fehler aufweisenden Filterkoeffizienten ( $\beta_v$ ) in das Filter  
      implementiert werden.
2. Verfahren nach Anspruch 1,  
dadurch gekennzeichnet,  
20     dass die Anzahl ( $n$ ) vier oder drei oder zwei ist.
3. Verfahren nach Anspruch 1 oder 2,  
dadurch gekennzeichnet,  
      dass, wenn auf das letzte "1"-bit wieder ein "1"-bit folgt, eine Aufrundung vom  
25     letzten Bit her vorgenommen wird.

4. Digitales Filter, insbesondere für UMTS, wobei die digitalen Filterkoeffizienten mit dem Signal verarbeitet werden,  
dadurch gekennzeichnet,

5 dass die binären Filterkoeffizienten ( $\beta_v$ ) mit einem Skalierungsfaktor ( $s_0$ ) skaliert sind und dass die Filterkoeffizienten ( $\beta_v$ ) derart quantisiert sind, dass sie vom most significant Bit gezählt eine bestimmte Anzahl ( $n$ ) von "1"-Bits nicht übersteigen, dass Addierstufen ADD(3) vorgesehen sind, die die skalierten und quantisierten Filterkoeffizienten ( $\beta_v$ ) mit dem Signal verarbeiten.

- 10 5. Digitales Filter nach Anspruch 1

dadurch gekennzeichnet,

dass eine Endstufe (4) vorgesehen ist, die das Ausgangssignal mit einem zum Skalierungsfaktor reziproken Faktor ( $s_0$ ) verarbeitet.

- 15 6. Digitales Filter nach Anspruch 4,

dadurch gekennzeichnet,

dass jede Addierstufe (3)  $n-1$  Addierer (9,10,11) und  $n$  Multiplizierer (5,6,7,8) mit der Zweierpotenz aufweisen.

- 20 7. Digitales Filter nach Anspruch 4 oder 5,

dadurch gekennzeichnet,

dass in den Addierstufen (3) die Anzahl  $n$  der mit Zweierpotenzen multiplizierenden Multiplizierer (5,6,7,8) unterschiedlich ist, dementsprechend unterschiedlich die Anzahl der Addierer (9,10,11) ist.

25

8. Digitales Filter nach Anspruch 7,

dadurch gekennzeichnet,

dass einzelne Addierstufen (3) nur einen einzigen mit einer Zweierpotenz multiplizierenden Multiplizierer aufweisen.

9. Digitales Filter nach einem der vorhergehenden Ansprüche,  
dadurch gekennzeichnet,

5 dass der mit Zweierpotenzen multiplizierende Multiplizierer (5,6,7,8) durch  
Verbindungen seiner Eingänge und Ausgänge gebildet ist.

10. Digitales Filter nach einem der vorhergehenden Ansprüche,  
dadurch gekennzeichnet,

10 dass die Addierstufe (3) einen programmierbaren Selektor (12) aufweist, der  
entsprechend seiner Programmierung die mit einer Zweierpotenz multiplizierenden  
Multiplizierer (5,6,7,8) mit den Addierern (9,11) verbindet.

15

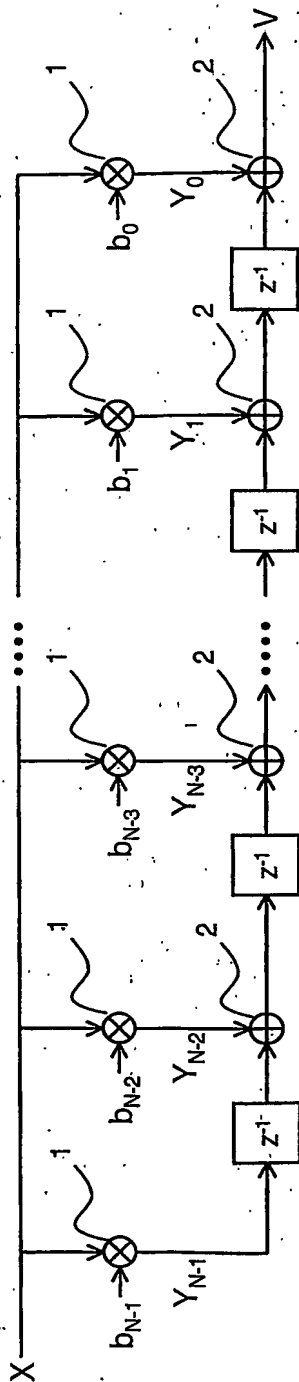


Fig. 1

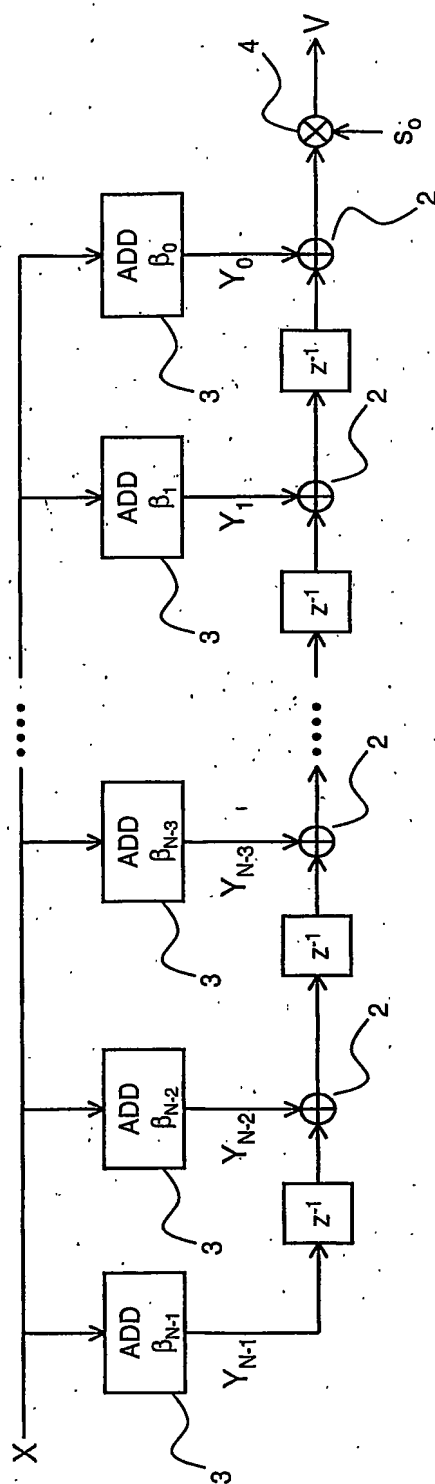


Fig. 2

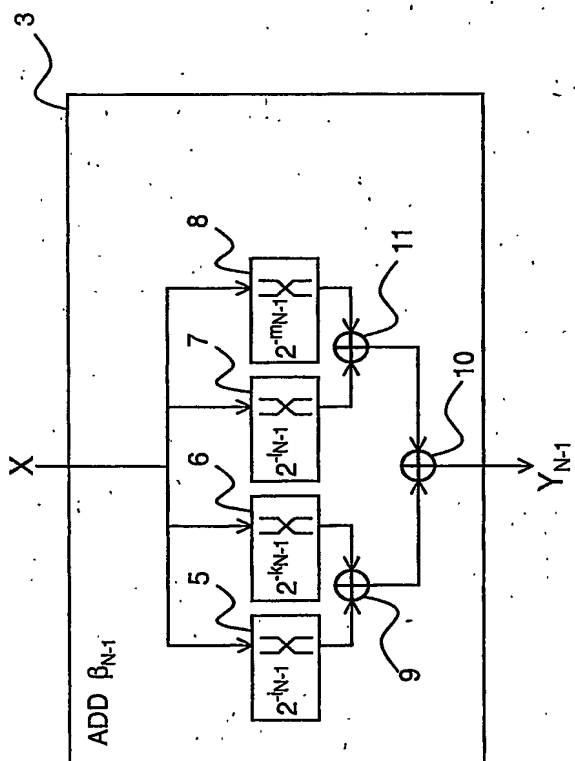


Fig. 3



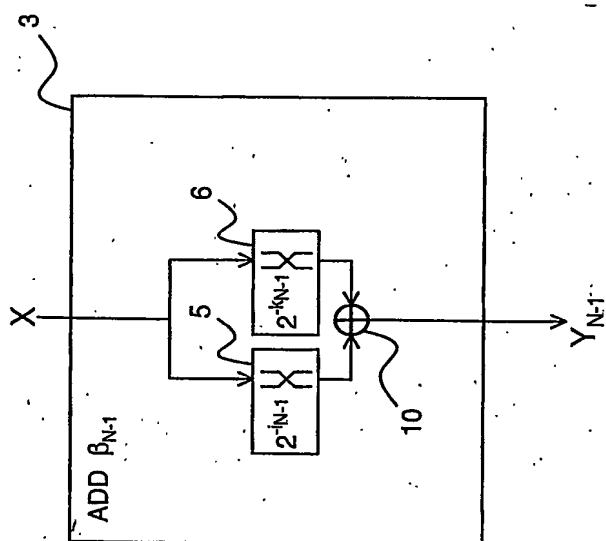


Fig. 4

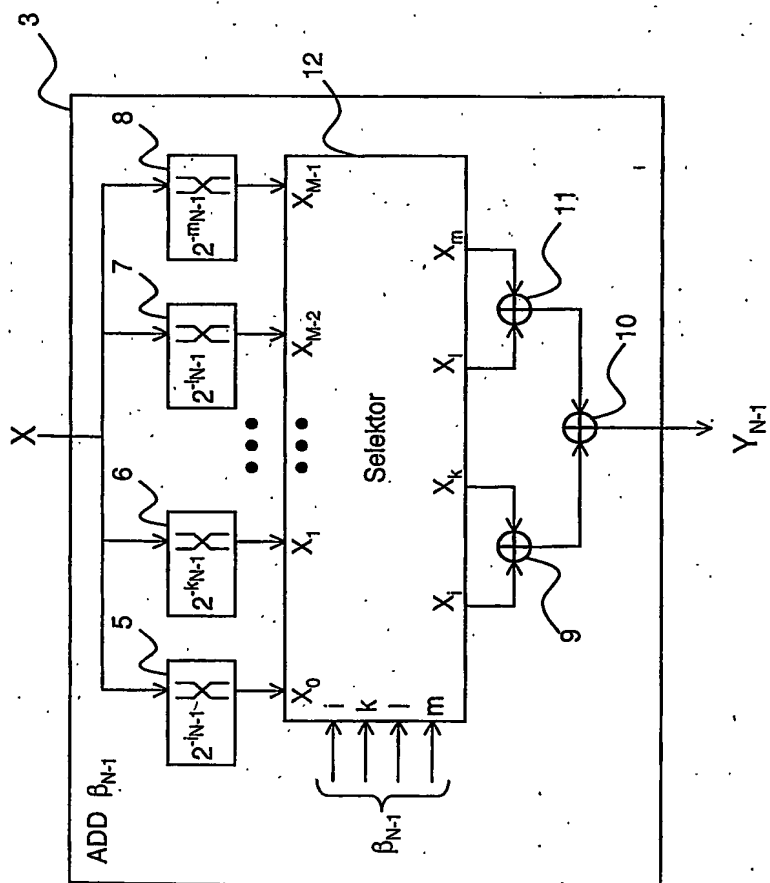


Fig. 5

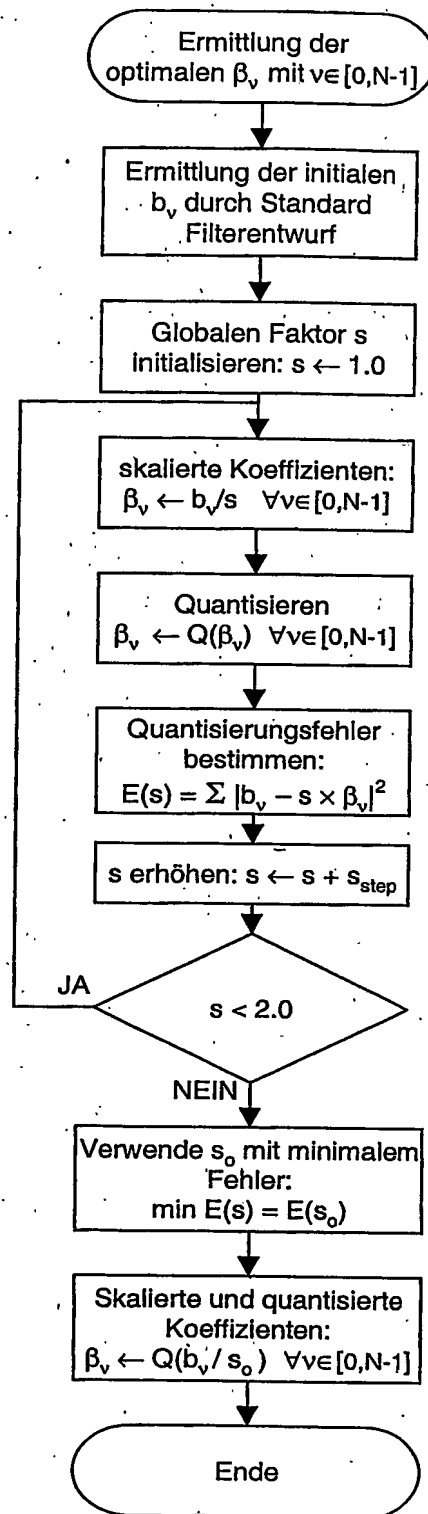


Fig. 6

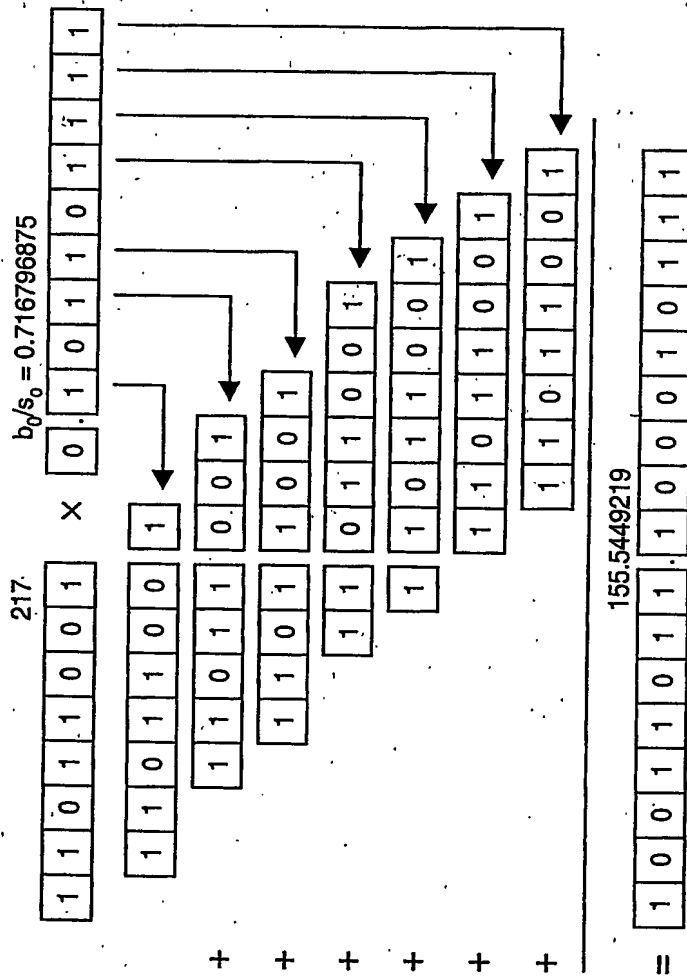


Fig. 7

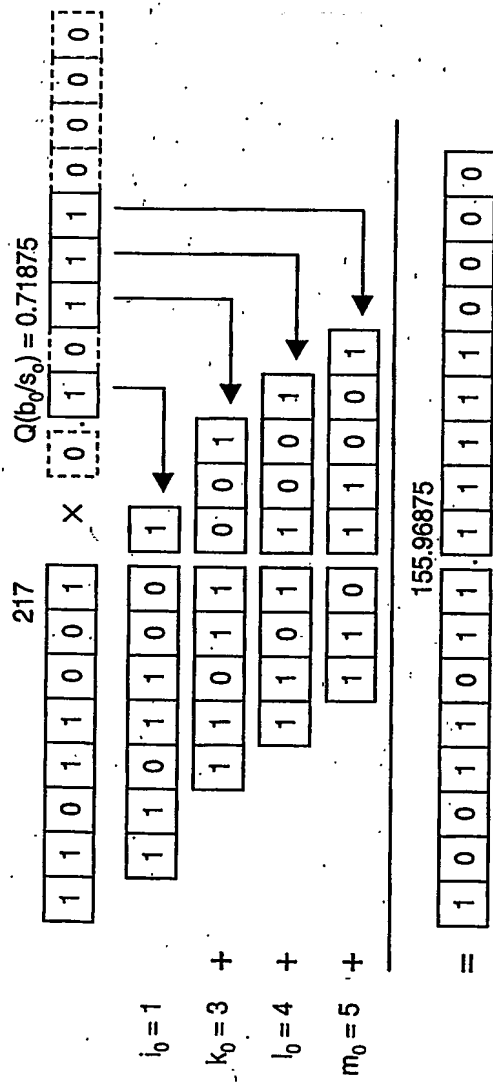


Fig. 8

Fig. 9

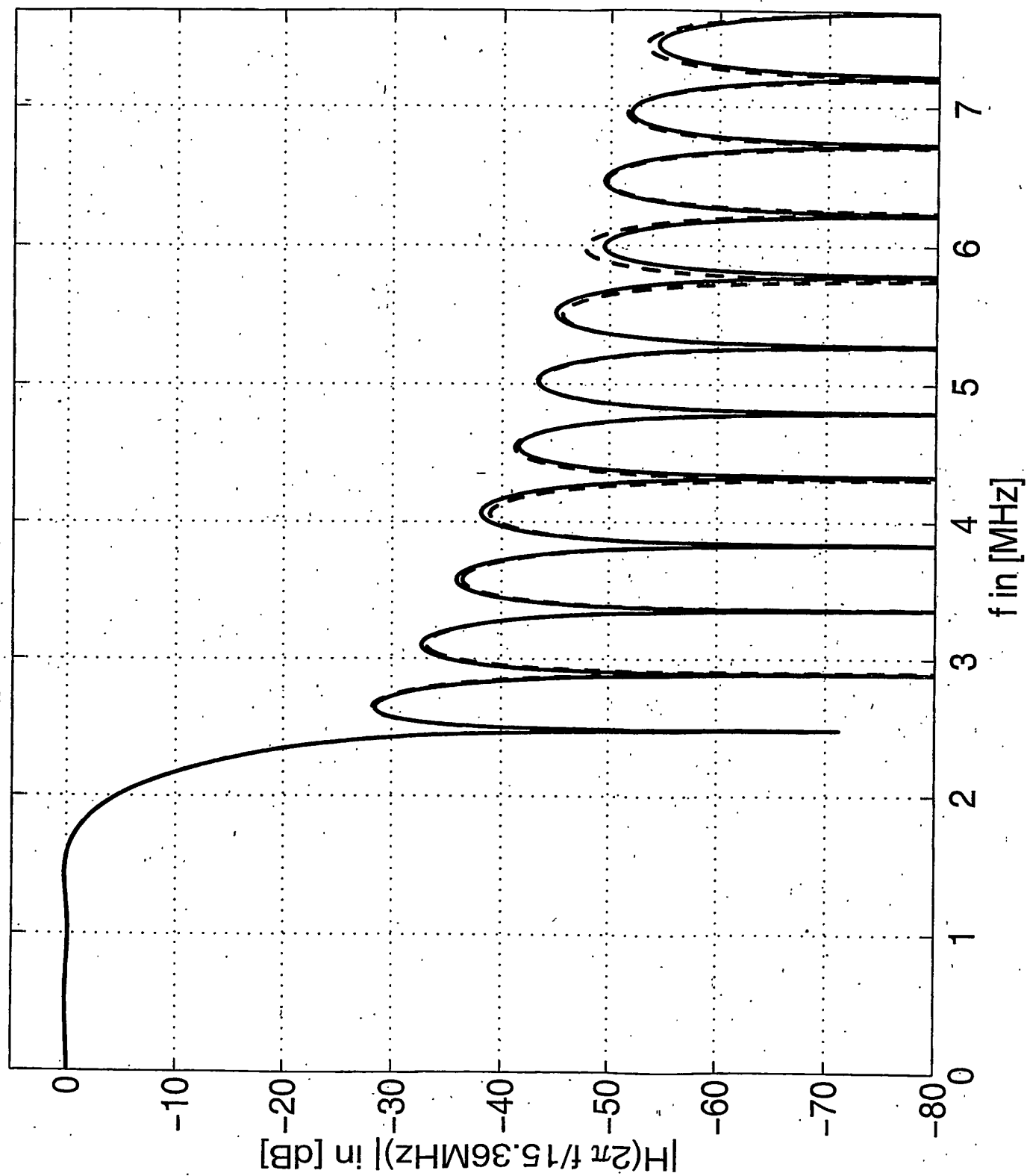


Fig. 10

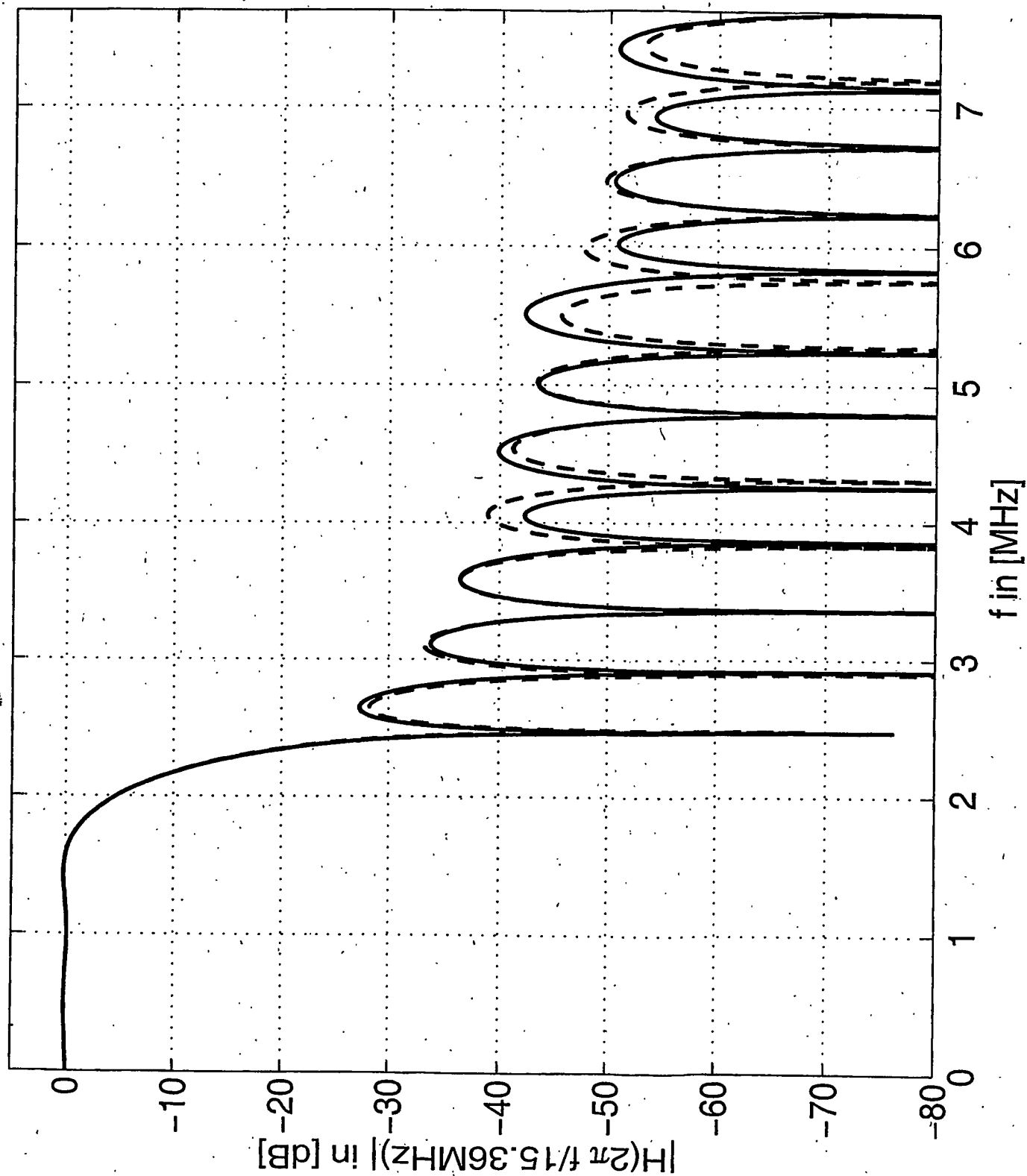


Fig. 11

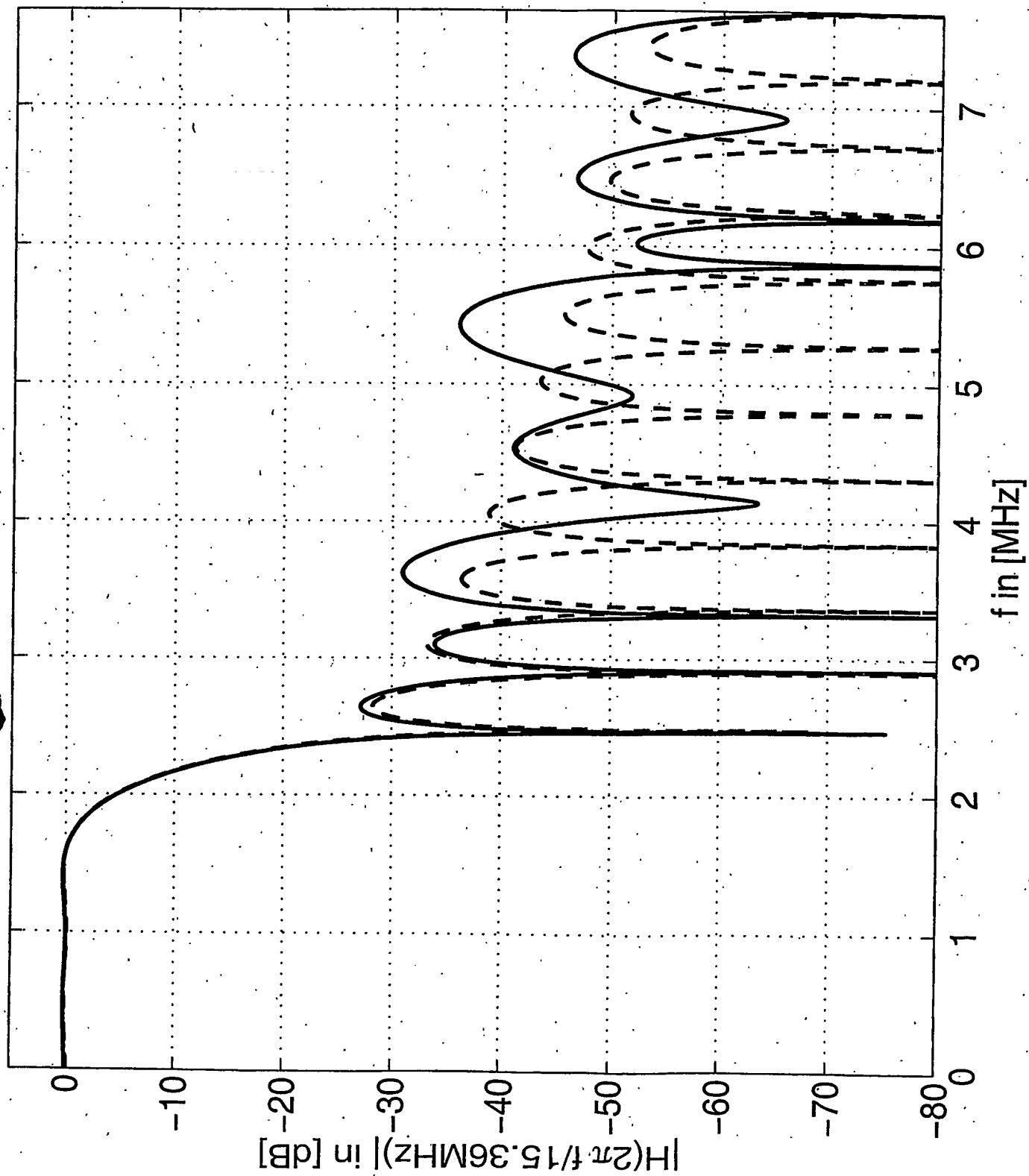
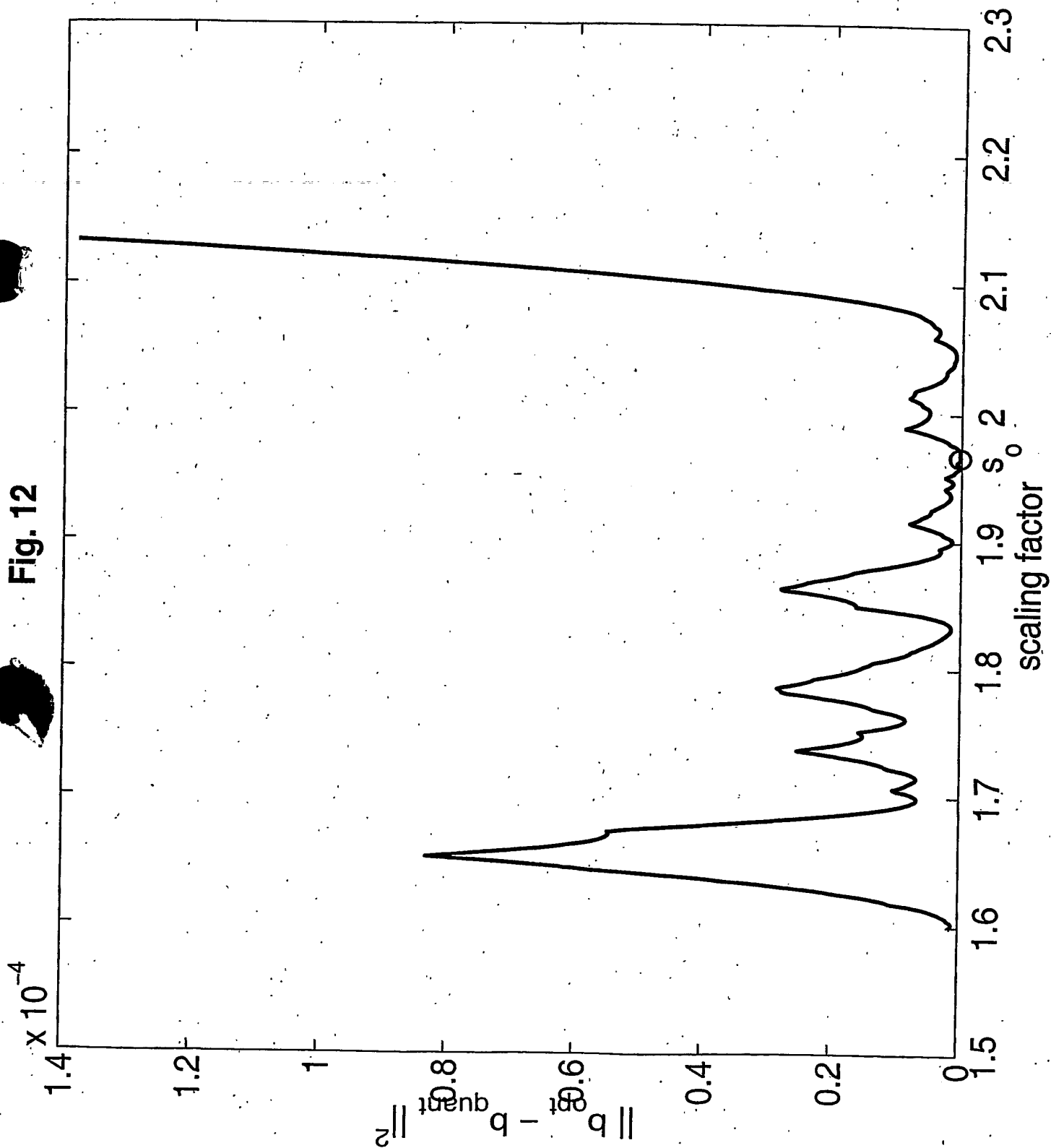




Fig. 12



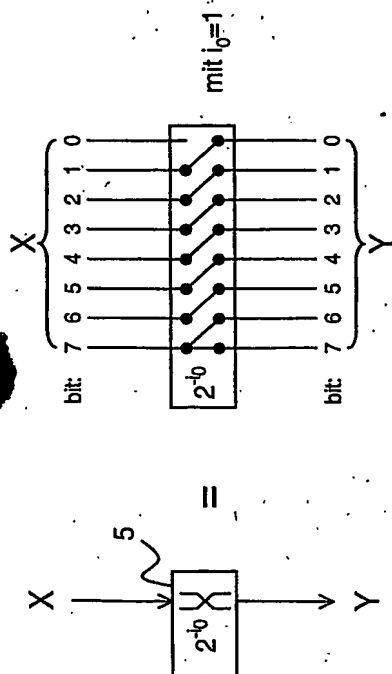


Fig. 13

**This Page is Inserted by IFW Indexing and Scanning  
Operations and is not part of the Official Record**

**BEST AVAILABLE IMAGES**

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images include but are not limited to the items checked:

- ☐ **BLACK BORDERS**
- ☐ **IMAGE CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES**
- ☐ **FADED TEXT OR DRAWING**
- ☐ **BLURRED OR ILLEGIBLE TEXT OR DRAWING**
- ☐ **SKEWED/SLANTED IMAGES**
- ☐ **COLOR OR BLACK AND WHITE PHOTOGRAPHS**
- ☐ **GRAY SCALE DOCUMENTS**
- ☒ **LINES OR MARKS ON ORIGINAL DOCUMENT**
- ☐ **REFERENCE(S) OR EXHIBIT(S) SUBMITTED ARE POOR QUALITY**
- ☐ **OTHER:** \_\_\_\_\_

**IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.**

**As rescanning these documents will not correct the image problems checked, please do not report these problems to the IFW Image Problem Mailbox.**